

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 03 JUIN 2004

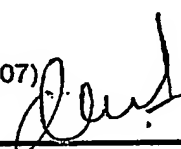

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

DOCUMENT DE PRIORITÉ

PRÉSENTÉ OU TRANSMIS  
CONFORMÉMENT À LA  
RÈGLE 17.1.a) OU b)

<b>REMISE DES PIÈCES</b> DATE <b>13 JUIN 2003</b> LIEU <b>75 INPI PARIS B</b> N° D'ENREGISTREMENT <b>0307174</b> NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI <b>13 JUIN 2003</b>		<b>1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE NOVAGRAAF TECHNOLOGIES 122, rue Edouard Vaillant 92593 LEVALLOIS PERRET CEDEX FRANCE	
<b>Vos références pour ce dossier</b> (facultatif) BdR/ML. 60974			
<b>Confirmation d'un dépôt par télécopie</b>		<input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie	
<b>2 NATURE DE LA DEMANDE</b>		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>	
<i>Demande de brevet initiale</i> <i>ou demande de certificat d'utilité initiale</i>		N° _____ Date _____ N° _____ Date _____	
Transformation d'une demande de brevet européen <i>Demande de brevet initiale</i>		<input type="checkbox"/> N° _____ Date _____	
<b>3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)</b> PROCEDE ET DISPOSITIF DE DEMODULATION DE SIGNAUX DE RADIONAVIGATION PAR SATELLITE			
<b>4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ</b> <b>OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE</b> <b>LA DATE DE DÉPÔT D'UNE</b> <b>DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE</b>		Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date _____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
<b>5 DEMANDEUR (Cochez l'une des 2 cases)</b>		<input type="checkbox"/> Personne morale <input type="checkbox"/> Personne physique	
Nom ou dénomination sociale		CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES	
Prénoms			
Forme juridique			
N° SIREN		_____	
Code APE-NAF		_____	
Domicile ou siège	Rue	2, Place Maurice Quentin	
	Code postal et ville	[7 5 0 3 9] PARIS CEDEX 01	
	Pays	FRANCE	
Nationalité		Française	
N° de téléphone (facultatif)		N° de télécopie (facultatif)	
Adresse électronique (facultatif)			
<input type="checkbox"/> S'il y a plus d'un demandeur, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»			

REMISE DES PIÈCES DATE LIEU <b>13 JUIN 2003</b> <b>75 INPI PARIS B</b> N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI <b>0307174</b>		Réservé à l'INPI		DB 540 © W / 010801	
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>			BdR/ML.60974		
<b>6 MANDATAIRE</b> <i>(s'il y a lieu)</i>					
Nom			de ROQUEMAUREL		
Prénom			Bruno		
Cabinet ou Société			NOVAGRAAF TECHNOLOGIES		
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel					
Adresse	Rue		122, rue Edouard Vaillant		
	Code postal et ville		92 59 3 LEVALLOIS PERRET CEDEX		
	Pays		FRANCE		
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>			01 49 64 61 00		
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>			01 49 64 61 30		
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>					
<b>7 INVENTEUR (S)</b> Les inventeurs sont nécessairement des personnes physiques					
Les demandeurs et les inventeurs sont les mêmes personnes			<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non : Dans ce cas remplir le formulaire de Désignation d'inventeur(s)		
<b>8 RAPPORT DE RECHERCHE</b> Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)					
Établissement immédiat ou établissement différé			<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>		
Paiement échelonné de la redevance <i>(en deux versements)</i>			Uniquement pour les personnes physiques effectuant elles-mêmes leur propre dépôt <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non		
<b>9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>			Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention <i>(joindre un avis de non-imposition)</i> <input type="checkbox"/> Obtenue antérieurement à ce dépôt pour cette invention <i>(joindre une copie de la décision d'admission à l'assistance gratuite ou indiquer sa référence)</i> : AG <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>		
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes					
<b>10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire)  de ROQUEMAUREL Bruno (02-0407)				<b>VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI</b>   	

PROCEDE ET DISPOSITIF DE DEMODULATION DE SIGNAUX DE RADIONAVIGATION PAR SATELLITE.

- 5 La présente invention concerne un procédé de démodulation de signaux de radionavigation comprenant une voie de données modulée par un message de radionavigation et une voie pilote non modulée, ces signaux étant émis en spectre étalé utilisant des codes pseudo-aléatoires d'étalement de spectres.
- 10 Elle s'applique notamment, mais non exclusivement, aux signaux de radionavigation par satellite, et en particulier aux nouveaux signaux L2C et L5 du système de navigation par satellite GPS (Global Positioning System), aux signaux du nouveau système de navigation par satellite européen GALILEO, aux signaux de navigation par satellite émis par des stations au sol appelées
- 15 "pseudolites", par des satellites GLONASS modernisés, et des satellites COMPASS et QZS (Quasi-Zenith Satellite system).

Dans un système de navigation par satellite, un récepteur de signaux de radionavigation comporte plusieurs canaux de réception pour recevoir

20 simultanément des signaux de radionavigation de plusieurs satellites (au moins trois). Chaque canal de réception effectue une mesure sur le code d'étalement et une mesure de la fréquence de la porteuse reçue. Ces mesures permettent de déterminer la distance et la vitesse radiale entre le récepteur et le satellite et de récupérer le message de radionavigation contenant notamment des informations

25 relatives au satellite émetteur, à savoir sa trajectoire, son état et des termes correctifs à appliquer à son horloge, ainsi que des informations globales relatives aux trajectoires de tous les satellites du système de navigation.

Habituellement, la démodulation d'un signal de radionavigation en spectre étalé

30 est effectuée à l'aide de deux opérations, à savoir une opération de désétalement du signal par un code de référence, et une opération d'estimation de la phase du signal pour lever l'ambiguïté du signal, c'est-à-dire estimer le signe du symbole du message. La première opération est réalisée par une boucle de code DLL (Delay-Lock Loop) cohérente ou non, et la seconde opération est en général

35 réalisée à l'aide d'une boucle de phase PLL (Phase-lock loop) ou d'une boucle de Costas, permettant de reconstruire une réplique de la porteuse qui est multipliée avec le signal reçu. Le signal résultant est filtré de façon à en extraire l'information modulant la porteuse.

Il en résulte que la démodulation ne peut être effectuée que lorsque ces deux boucles sont accrochées. La boucle de code étant en général plus robuste que la boucle de phase, la démodulation ne peut être effectuée que lorsque le rapport  
5 signal sur densité spectrale de bruit du signal reçu dépasse le seuil d'accrochage de la boucle de phase ou de Costas. Ce seuil d'accrochage se situe en dessous du seuil de lisibilité du message de navigation à des fins de calcul de position. On considère en effet qu'au dessus d'un taux d'erreur binaire TEB de  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$ , le message n'est plus exploitable pour effectuer un calcul de position.

10

Cette technique présente donc l'inconvénient de ne plus être en mesure de démoduler le message dès que la boucle de phase a décroché.

Cependant, jusqu'à une valeur de TEB égale à  $10^{-1}$  environ, le message de  
15 navigation peut être utilisé pour la poursuite, à l'aide de techniques dites de "data-wiping". Ces techniques utilisent la levée de l'ambiguïté sur le signe du symbole pour poursuivre la prédétection du signal dans des bandes bien inférieures à celle du message de navigation. Toutefois, ces techniques peuvent être appliquées que si l'estimation du symbole est possible, c'est-à-dire tant que  
20 la boucle de porteuse reste accrochée.

Ainsi, certains récepteurs comprennent un dispositif leur permettant de poursuivre le code du signal (données ou pilote) même lorsque les boucles de détection des porteuses ne fonctionnent plus. Ce mode de fonctionnement,  
25 couramment appelé mode "code only", permet de poursuivre le signal dans des cas de bilan de liaison peu favorables, mais ne permet pas de démoduler le message de navigation.

La présente invention a pour but de supprimer ces inconvénients. Cet objectif  
30 est atteint par la prévision d'un procédé de démodulation de signaux de radionavigation émis en spectre étalé et comportant une voie de donnée modulée par un message de navigation, et une voie pilote non modulée par un message de navigation, la voie de donnée et la voie pilote étant combinées dans un schéma de multiplexage afin de moduler une porteuse, ce procédé consistant  
35 à appliquer aux signaux des voies pilote et de donnée un traitement de désétalement et à démoduler le signal de donnée désétalé pour obtenir le message de navigation.

Selon l'invention, la démodulation du signal de donnée désétalement pour obtenir le message de navigation est effectuée à l'aide de la porteuse obtenue par le traitement de désétalement de la voie pilote.

5 Grâce à ces dispositions, il n'est pas nécessaire de reconstituer la phase de la porteuse. Il n'est donc plus indispensable d'utiliser une boucle de phase. Il en résulte que :

10 - la démodulation peut être effectuée en mode "code-only", lorsque par exemple la phase de la porteuse est estimée par un système de navigation externe (par exemple un système inertiel) ou interne (par exemple un filtre de Kalman utilisant des mesures effectuées sur le code d'étalement) ;

15 - le récepteur peut ne comporter qu'une boucle FLL pour la poursuite de la porteuse, offrant de la sorte une simplification de l'architecture du récepteur tout en offrant une meilleure robustesse qu'une boucle PLL ;

20 - il est possible d'estimer le symbole du message reçu à des fins de "data-wiping", même lorsque les rapports signaux sur densité spectrale de bruit sont inférieurs aux seuils de décrochage d'une boucle PLL ;

25 - sur la voie de donnée, la levée de l'ambiguïté sur le (? signe du) symbole du message permet l'utilisation d'un discriminateur de boucle FLL basé sur la fonction arctangente étendue.

30 D'une manière générale, grâce à la présente invention, la démodulation du message de navigation n'est plus dépendante du seuil de poursuite d'une boucle de phase (PLL). Le seuil d'accrochage des données dépend du seuil de poursuite de la boucle de code ou des conditions de mise en œuvre d'une technique de levée d'ambiguïté du symbole (taux d'erreur binaire inférieur ou égal à 10%).

35 Selon une particularité de l'invention, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées dans le temps.

Alternativement, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées en phase.

Selon l'invention, la démodulation du signal de donnée désétalement pour obtenir le message de navigation est effectuée à l'aide de la porteuse obtenue par le traitement de désétalement de la voie pilote.

5 Grâce à ces dispositions, il n'est pas nécessaire de reconstituer la phase de la porteuse. Il n'est donc plus indispensable d'utiliser une boucle de phase. Il en résulte que :

10 – la démodulation peut être effectuée en mode "code-only", lorsque par exemple la phase de la porteuse est estimée par un système de navigation externe (par exemple un système inertiel) ou interne (par exemple un filtre de Kalman utilisant des mesures effectuées sur le code d'étalement) ;

15 – le récepteur peut ne comporter qu'une boucle FLL pour la poursuite de la porteuse, offrant de la sorte une simplification de l'architecture du récepteur tout en offrant une meilleure robustesse qu'une boucle PLL ;

20 – il est possible d'estimer le symbole du message reçu à des fins de "data-wiping", même lorsque les rapports signaux sur densité spectrale de bruit sont inférieurs aux seuils de décrochage d'une boucle PLL ;

– sur la voie de donnée, la levée de l'ambiguïté sur le symbole du message permet l'utilisation d'un discriminateur de boucle FLL basé sur la fonction arctangente étendue.

25

D'une manière générale, grâce à la présente invention, la démodulation du message de navigation n'est plus dépendante du seuil de poursuite d'une boucle de phase (PLL). Le seuil d'accrochage des données dépend du seuil de poursuite de la boucle de code ou des conditions de mise en œuvre d'une technique de levée d'ambiguïté du symbole (taux d'erreur binaire inférieur ou

30 égal à 10%).

Selon une particularité de l'invention, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées dans le temps.

35

Alternativement, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées en phase.

Selon une autre alternative, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées selon un schéma ALTBOC.

5 Selon une particularité de l'invention, la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées selon un schéma dans lequel la porteuse contient au moins la voie de donnée et la voie pilote du signal à démoduler.

10 Selon une autre particularité de l'invention, le traitement de désétalement est effectuée par un traitement d'estimation ou de poursuite de code, associé à un traitement d'estimation ou de poursuite de la fréquence ou de la phase de la porteuse.

15 De préférence, le traitement de poursuite de la porteuse est effectuée à l'aide d'une boucle à verrouillage de fréquence, et le traitement de poursuite de code est effectué à l'aide d'une boucle de code.

20 Selon une particularité de l'invention, ce procédé est appliqué à la démodulation des signaux de navigation par satellite du type GPS-IIF L5, L2C, ou à la démodulation de signaux de navigation par satellite émis par le système GALILEO, ou émis par des stations au sol, par des satellites GLONASS modernisés, ou par des satellites COMPASS ou QZS.

25 L'invention concerne également un récepteur de signaux de radionavigation émis en spectre étalé et comportant une voie de donnée modulée par un message de navigation, et une voie pilote non modulée par un message de navigation, le récepteur comprenant un dispositif de désétalement et de poursuite comportant un générateur de codes d'étalement délivrant des codes d'étalement et des moyens pour appliquer les codes d'étalements aux signaux de la voie pilote et la voie de donnée afin d'obtenir des signaux pilote et de  
30 donnée désétales.

Selon l'invention, ce récepteur comprend un démodulateur utilisant le signal pilote désétalé pour démoduler le signal de donnée désétalé, afin d'obtenir le message de navigation.

35

Selon une particularité de l'invention, ce récepteur comprend des moyens d'estimation ou de poursuite de la fréquence ou de la phase du signal de la voie pilote désétalé.



Selon une autre particularité de l'invention, ce récepteur comprend une boucle à verrouillage de fréquence pour poursuivre le signal pilote et une boucle de code pilotant le générateur de codes d'étalement.

5

Avantageusement, la boucle à verrouillage de fréquence comprend un discriminateur de la forme arctangente étendue.

10 Selon une autre particularité de l'invention, la boucle à verrouillage de fréquence comprend un filtre de boucle d'ordre 1 ou 2 adapté à la dynamique des signaux reçus.

15 Selon encore une autre particularité de l'invention, la sortie du filtre de la boucle à verrouillage de fréquence est couplée à la boucle de code, la boucle de code comprenant un filtre de boucle d'ordre 0.

20 Selon encore une autre particularité de l'invention, la boucle de code comprend un discriminateur appliqué aux signaux pilote et aux signaux de données, les signaux de donnée étant pondérés par un coefficient dépendant du rapport signal sur densité spectrale de bruit des signaux reçus.

25 Selon encore une autre particularité de l'invention, la boucle à verrouillage de fréquence est conçue pour recevoir une aide en vitesse doppler d'un système de navigation.

25

Un mode de réalisation préféré de l'invention sera décrit ci-après, à titre d'exemple non limitatif, avec référence aux dessins annexés dans lesquels :

30 La figure 1 illustre schématiquement sous la forme d'un schéma-bloc le principe général de l'invention ;

La figure 2 représente schématiquement un récepteur adapté à la réception de signaux GPSIIF en bande L5, appliquant le principe général de l'invention ;

35 Les figures 3 et 4 montrent plus en détail certains composants du récepteur représenté sur la figure 2.

Soit  $s(t)$  un signal de radionavigation émis en spectre étalé, composé de la somme d'un signal pilote  $s_p(t)$  constitué d'un signal de porteuse non modulée, et d'un signal de donnée  $s_d(t)$  constitué d'un message de navigation modulant la porteuse. D'une manière générale, l'enveloppe complexe d'un tel signal  $s(t)$  peut s'écrire de la forme suivante :

$$s(t) = (s_d(t) + s_p(t))e^{j\theta(t)} \quad (1)$$

dans laquelle :

$$\begin{cases} s_p(t) = c_p(t) \times \text{mux\_p}(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} s_d(t) = d(t) \times c_d(t) \times \text{mux\_d}(t) \end{cases} \quad (3)$$

$c_p$  et  $c_d$  sont les codes d'étalement appliqués respectivement à la voie pilote et la voie de donnée,

$d$  le symbole du message de navigation, et

$\text{mux\_p}$  et  $\text{mux\_d}$  les fonctions de multiplexage de la voie pilote et de donnée.

15

Le multiplexage des voies pilote et de donnée peut être effectué en phase ou dans le temps, ou encore selon le schéma ALTBOC ou BOC (Binary Offset Carrier) alternatif, ou bien selon un schéma dans lequel la porteuse contient au moins les voies de donnée et pilote.

20 Dans le cas d'un multiplexage en phase, la voie de donnée est par exemple en phase et la voie pilote en quadrature. Les fonctions  $\text{mux\_d}(t)$  et  $\text{mux\_p}(t)$  sont alors égales respectivement à 1 et  $j$  (en notation complexe). Dans le cas d'un multiplexage temporel avec un rapport cyclique égal à 1, obtenu à l'aide d'une horloge délivrant un signal carré  $h_c(t)$  de valeur 0 et 1,  $\text{mux\_d}(t)$  et  $\text{mux\_p}(t)$  valent respectivement  $h_c(t)$  et  $1 - h_c(t)$ .

25

Plusieurs architectures de circuit de poursuite d'un tel signal  $s(t)$  peuvent être envisagées. On peut ainsi envisager de poursuivre uniquement le signal pilote  $s_p(t)$  ou de donnée  $s_d(t)$  ou ces deux signaux simultanément. Dans tous les cas, il est nécessaire de désétalement les signaux pilote et de donnée reçus, à l'aide de codes en phase, en utilisant un dispositif de désétalement quelconque, par exemple comportant une boucle de code DLL (Delay Lock Loop) et des corrélateurs.

30

35 Après désétalement du code sur une période de symbole du message, les signaux en sortie des corrélateurs en phase peuvent s'écrire sous la forme :

- 7 -

$$\begin{cases} r_d(\tau) = R_d(\tau) \times \left\langle d(t) e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_d(t))} \right\rangle \\ r_p(\tau) = R_p(\tau) \times \left\langle e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_p(t))} \right\rangle \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} r_p(\tau) = R_p(\tau) \times \left\langle e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_p(t))} \right\rangle \end{cases} \quad (5)$$

où :

- $R_p(\tau)$  et  $R_d(\tau)$  sont les fonctions d'autocorrélation du code pour un déphasage de  $\tau$ ,
- $\theta(t)$  est la phase du signal composite  $s(t)$  reçu, et
- $\hat{\theta}_d(t)$  et  $\hat{\theta}_p(t)$  sont les estimations de la phase, respectivement des signaux de donnée et pilote fournies par un dispositif d'estimation de la fréquence de la porteuse.

10

Pour l'estimation de la porteuse, on peut utiliser une boucle FLL (Frequency Lock Loop) ou un dispositif de navigation externe.

- Dès lors que la valeur  $e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))}$  est connue avec suffisamment de précision, ce qui est le cas pour des signaux multiplexés en phase ou dans le temps par exemple, il est possible d'estimer la valeur du symbole du message en calculant l'expression suivante résultant des équations (4) et (5) :

15

$$r_d(\tau) \times r_p(\tau)^* \times e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))} = R_d(\tau) R_p^*(\tau) \times \langle d(t) \rangle \quad (6)$$

dans laquelle la fonction  $()^*$  représente l'opération de conjugaison complexe.

- 20 Cette expression fournit une estimation du symbole  $d$  tant que la boucle de code demeure accrochée (les fonctions d'autocorrélation  $R_p$  et  $R_d$  présentent alors une valeur proche de 1).

- 25 Dans le cas où les signaux de donnée et pilote sont multiplexés en phase, le signal  $s(t)$  est alors un signal modulé selon la technique de modulation de phase à quatre états QPSK (Quaternary Phase-Shift Keying), la voie en phase étant modulée par le signal de donnée et la voie en quadrature étant modulée par le signal pilote. A partir des équations (2) et (3), un tel signal peut s'écrire de la façon suivante :

$$s(t) = \sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) \cos \varphi(t) - \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) \sin \varphi(t) \quad (7)$$

30

ou bien en notation complexe :

$$s(t) = R \left[ \sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) + j \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) e^{j\varphi(t)} \right] \quad (8)$$

$$\begin{cases} r_d(\tau) = R_d(\tau) \times \langle d(t) e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_d(t))} \rangle \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} r_p(\tau) = R_p(\tau) \times \langle e^{j(\theta(t) - \hat{\theta}_p(t))} \rangle \end{cases} \quad (5)$$

où :

- $R_p(\tau)$  et  $R_d(\tau)$  sont les fonctions d'autocorrélation du code pour un déphasage de  $\tau$ ,
- $\theta(t)$  est la phase du signal composite  $s(t)$  reçu, et
- $\hat{\theta}_d(t)$  et  $\hat{\theta}_p(t)$  sont les estimations de la phase, respectivement des signaux de donnée et pilote fournies par un dispositif d'estimation de la fréquence de la porteuse.

10

Pour l'estimation de la porteuse, on peut utiliser une boucle FLL (Frequency Lock Loop) ou un dispositif de navigation externe.

- Dès lors que la valeur  $e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))}$  est connue avec suffisamment de précision, ce qui est le cas pour des signaux multiplexés en phase ou dans le temps par exemple, il est possible d'estimer la valeur du symbole du message en calculant l'expression suivante résultant des équations (4) et (5) :

15

$$r_d(\tau) \times r_p(\tau)^* \times e^{j(\hat{\theta}_p(t) - \hat{\theta}_d(t))} = R_d(\tau) R_p^*(\tau) \times \langle d(t) \rangle \quad (6)$$

dans laquelle le signe \* représente l'opération de conjugaison complexe.

20

Cette expression fournit une estimation du symbole  $d$  tant que la boucle de code demeure accrochée (les fonctions d'autocorrélation  $R_p$  et  $R_d$  présentent alors une valeur proche de 1).

25

Dans le cas où les signaux de donnée et pilote sont multiplexés en phase, le signal  $s(t)$  est alors un signal modulé selon la technique de modulation de phase à quatre états QPSK (Quaternary Phase-Shift Keying), la voie en phase étant modulée par le signal de donnée et la voie en quadrature étant modulée par le signal pilote. A partir des équations (2) et (3), un tel signal peut s'écrire de la façon suivante :

30

$$s(t) = \sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) \cos \varphi(t) - \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) \sin \varphi(t) \quad (7)$$

ou bien en notation complexe :

$$s(t) = R \left[ \sqrt{2a_d P} \times d(t) \times c_d(t) + j \sqrt{2a_p P} \times c_p(t) e^{j\varphi(t)} \right] \quad (8)$$

dans laquelle  $a_p$  et  $a_d$  représentent respectivement les puissances relatives de la voie pilote et de la voie de donnée,  $d$  est le symbole du message de navigation, et  $P$  représente la puissance totale du signal  $s(t)$ .

5

La figure 1 représente un dispositif de réception de tels signaux de navigation mettant en œuvre ce principe. Ce dispositif comprend un dispositif de poursuite 2 du signal mettant en œuvre des techniques adaptées au traitement de tels signaux, à savoir par exemple une boucle de code DLL et une boucle de fréquence FLL selon l'invention. Ce dispositif fournit une estimation des codes de désétalement  $\hat{C}_d$  et  $\hat{C}_p$ , ainsi qu'une estimation d'une pseudo-distance entre le récepteur et l'émetteur du signal de radionavigation, sur la base d'un écart entre les horloges de l'émetteur et du récepteur. Les estimations des codes sont appliquées à l'entrée de mélangeurs 3 et 6 pour désétaler respectivement les composantes  $s_d(t)$  et  $s_p(t)$  du signal composite  $s(t)$  reçu. Les signaux en sortie des mélangeurs 3 et 6 sont appliqués respectivement à deux filtres passe-bas 4 et 7 (qui peuvent être réalisés par des sommateurs) de manière à obtenir les signaux  $r_d$  et  $r_p$  suivants, correspondant aux composantes  $s_d(t)$  et  $s_p(t)$  désétalées :

20

$$\begin{cases} r_d = \langle d(t) \rangle R_d(\tau) e^{j\varphi} \\ r_p = R_p(\tau) e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} \end{cases} \quad (9)$$

(10)

dans lesquels  $\tau$  est le déphasage entre le signal reçu  $s(t)$  et les répliques locales,  $R$  est la fonction de corrélation des codes pilote et de donnée et  $\langle d(t) \rangle$  est l'estimation du symbole du message de navigation. Ce dernier est extrait en appliquant au signal pilote  $r_p$  une opération de conjugaison complexe 8, puis en multipliant le résultat de cette opération avec le signal de donnée  $r_d$ , à l'aide d'un mélangeur 5. Le produit  $r_d \times r_p^*$ , corrigé en phase par une rotation de  $\frac{\pi}{2}$  à l'aide d'un déphaseur 9, et éventuellement filtré à l'aide d'un filtre passe-bas 10, fournit une estimation  $\langle d(t) \rangle$  du symbole du message de navigation.

30

Il est à noter que le signal GPS-IIF en bande L5, selon la dernière spécification en vigueur actuellement, est un cas particulier du signal  $s(t)$  décrit ci-avant, avec  $a_d = a_p$ .

Par ailleurs, le signal GPS-IIF en bande L2 dénommé L2C est un exemple de signal dans lequel les signaux  $s_d(t)$  et  $s_p(t)$  sont multiplexés dans le temps.

35

La figure 2 montre plus en détail un exemple de récepteur de signaux GPS-III en bande L5 mettant en œuvre le principe selon l'invention, décrit ci-avant.

- 5 Ce récepteur comprend une antenne de réception 12 connectée à un étage 13 de conversion de la fréquence RF des signaux reçus en fréquence intermédiaire IF. La sortie de cet étage est connectée à un étage de retrait de la porteuse, comprenant par exemple deux mélangeurs 14, 15 recevant respectivement sur une autre entrée les parties imaginaires et réelles de la porteuse générée  
10 localement par le récepteur. Le signal reçu auquel on a retiré la fréquence estimée localement de la porteuse, est appliqué à un ensemble 11 de corrélateurs, recevant sur une autre entrée des valeurs estimées de six codes d'étalement et de deux codes de Neuman-Hoffman, produites par un générateur de codes 23.
- 15 L'ensemble de corrélateurs 11 délivre sur des sorties séparées douze signaux comprenant les parties réelles I et imaginaires Q de trois signaux de sortie, respectivement en phase, en avance et en retard, pour chacun des signaux pilote et de donnée contenus dans le signal reçu.
- 20 Ces douze signaux sont traités par un ensemble intégrateur / démodulateur 16 qui les restitue en sortie après traitement et fournit une estimation  $\hat{d}$  du symbole de message reçu.
- 25 L'estimation  $\hat{d}$  du symbole de message reçu fournie par l'ensemble 16 est appliquée à un décodeur convolutionnel 17, par exemple du type décodeur de Viterbi. Ce décodeur déconvolutionnel peut faire appel à la connaissance a priori du message de navigation pour améliorer le décodage.
- 30 Les signaux en phase de la voie pilote issus de l'ensemble 16 sont appliqués à un discriminateur 19 de boucle FLL (Frequency-Lock Loop), tandis que l'ensemble des douze signaux issus de l'ensemble 16 sont appliqués à un discriminateur 21 de boucle DLL (Delay-Lock Loop).
- 35 Les signaux en phase issus de l'ensemble 16 peuvent également être appliqués à un estimateur de bruit 18 délivrant une estimation du rapport  $C/N_0$  du signal reçu sur la densité spectrale de bruit, ce rapport transformé par une fonction F étant appliqué en entrée du discriminateur de boucle DLL 21.

La figure 2 montre plus en détail un exemple de récepteur de signaux GPS-III en bande L5 mettant en œuvre le principe selon l'invention, décrit ci-avant.

- 5 Ce récepteur comprend une antenne de réception 12 connectée à un étage 13 de conversion de la fréquence RF des signaux reçus en fréquence intermédiaire IF. La sortie de cet étage est connectée à un étage de retrait de la porteuse, comprenant par exemple deux mélangeurs 14, 15 recevant respectivement sur une autre entrée les parties imaginaires et réelles de la porteuse générée localement par le récepteur. Le signal reçu auquel on a retiré la fréquence estimée localement de la porteuse, est appliqué à un ensemble 11 de
- 10 corrélateurs, recevant sur une autre entrée des valeurs estimées de six codes d'étalement et de deux codes de Neuman-Hoffman, produites par un générateur de codes 23.
- 15 L'ensemble de corrélateurs 11 délivre sur des sorties séparées douze signaux comprenant les parties réelles I et imaginaires Q de trois signaux de sortie, respectivement en phase, en avance et en retard, pour chacun des signaux pilote et de donnée contenus dans le signal reçu.
- 20 Ces douze signaux sont traités par un ensemble intégrateur / démodulateur 16 qui les restitue en sortie après traitement et fournit une estimation  $\hat{d}$  du symbole de message reçu.
- 25 L'estimation  $\hat{d}$  du symbole de message reçu fournie par l'ensemble 16 est appliquée à un décodeur convolutionnel 17, par exemple du type décodeur de Viterbi. Ce décodeur convolutionnel peut faire appel à la connaissance a priori du message de navigation pour améliorer le décodage.
- 30 Les signaux en phase de la voie pilote issus de l'ensemble 16 sont appliqués à un discriminateur 19 de boucle FLL (Frequency-Lock Loop), tandis que l'ensemble des douze signaux issus de l'ensemble 16 sont appliqués à un discriminateur 21 de boucle DLL (Delay-Lock Loop).
- 35 Les signaux en phase issus de l'ensemble 16 peuvent également être appliqués à un estimateur de bruit 18 délivrant une estimation du rapport  $C/N_0$  du signal reçu sur la densité spectrale de bruit, ce rapport transformé par une fonction F étant appliqué en entrée du discriminateur de boucle DLL 21.

- Le signal de sortie du discriminateur de boucle FLL est traité par un filtre de boucle FLL 20 avant d'être appliqué à l'entrée de commande d'un oscillateur commandé numériquement (OCN) 27 qui génère localement une estimation de la porteuse du signal reçu, lorsque la boucle FLL ainsi constituée est verrouillée sur la porteuse du signal reçu. L'oscillateur 27 délivre sur des sorties séparées la partie imaginaire (sin) et la partie réelle (cos) de la porteuse qui sont appliquées respectivement en entrée des mélangeurs 14, 15.
- 10 Le signal de sortie du discriminateur de boucle DLL est également traité par un filtre de boucle DLL 22. Par ailleurs, la sortie du filtre FLL 20 est également reliée par l'intermédiaire d'un amplificateur 26 de gain  $k$ , à l'entrée d'un sommateur 25 qui reçoit également en entrée le signal de sortie du filtre de boucle DLL 22.
- 15 La valeur du gain  $k$  est choisie égale au rapport  $R_c/R_p$ , qui représente le coefficient de proportionnalité entre la fréquence du code  $R_c$  et la fréquence de la porteuse  $R_p$ . Dans le cas des signaux GPS-IIF en bande L5, ce rapport vaut 1/115. La sortie du sommateur 25 est connectée à l'entrée de commande d'un autre oscillateur commandé numériquement (OCN) 24 dont le signal de sortie
- 20 pilote le générateur de codes 23.

- Etant donné que la boucle DLL est aidée par la boucle FLL (grâce au facteur  $k$ ), l'essentiel de la dynamique du signal est absorbée par la boucle de porteuse FLL. La boucle DLL ne voit donc qu'une dynamique très faible (liée par exemple aux effets de la ionosphère). Le filtre de boucle DLL 22 peut donc être
- 25 d'ordre 0, c'est-à-dire qu'il peut être réalisé par un simple amplificateur présentant un certain gain. Par contre, le filtre de boucle FLL 20 présente un ordre plus élevé, typiquement de 1 ou 2, qui peut être adapté à la dynamique du signal à traiter. Le gain du filtre de boucle DLL 22 peut être ajusté pour être
- 30 adapté aux caractéristiques du signal à traiter (rapport signal sur bruit, dynamique résiduelle, effet de l'oscillateur local 27, etc.).

- Pour réduire le seuil d'acquisition et de poursuite du récepteur, on peut prévoir en outre d'utiliser un système de navigation 29, interne ou externe, fournissant
- 35 une estimation de la vitesse doppler, c'est-à-dire la vitesse radiale relative du récepteur par rapport à l'émetteur des signaux de radionavigation. Cette estimation de la vitesse doppler est appliquée en entrée d'un sommateur 28 interposé sur la liaison entre la sortie du filtre FLL 20 et l'entrée de l'oscillateur



27.

Plus précisément, les codes d'étalement et de Neuman-Hoffman estimés par le générateur de codes 24 en fonction de la fréquence du signal issu de l'oscillateur 24 comprennent, à titre d'exemple :

- un code  $E_P$  généré pour la voie pilote en avance,
- un code  $L_P$  généré pour la voie pilote en retard,
- un code  $P_P$  généré pour la voie pilote en phase,
- 10 - un code  $E_D$  généré pour la voie donnée en avance,
- un code  $L_D$  généré pour la voie donnée en retard,
- un code  $P_D$  généré pour la voie donnée en phase,
- un code NH\_pilote de Neuman-Hoffman à 20 bits pour la voie pilote, et
- un code NH\_donnee 10 de Neuman-Hoffman à 10 bits pour la voie donnée.

15

Sur la figure 3, l'ensemble de corrélateurs 11 comprend un bloc 31 de corrélateurs 1 kHz qui effectuent une intégration cohérente sur 1 ms et auxquels sont appliqués les signaux issus des mélangeurs 14, 15, et un bloc 32 de corrélateurs 100 Hz qui effectuent une intégration cohérente sur 10 ms et auxquels sont appliqués respectivement les signaux de sortie du bloc 31.

20

Le bloc 31 reçoit par ailleurs les codes d'étalement générés pour la voie pilote  $E_P$ ,  $L_P$ ,  $P_P$ , et pour la voie de donnée  $E_D$ ,  $L_D$ ,  $P_D$ , tandis que le bloc 32 reçoit les codes de Neuman-Hoffman NH\_pilote et NH\_donnee générés respectivement pour la voie pilote et la voie de donnée.

25

Chacun des blocs 31, 32 de corrélateurs comporte douze voies comprenant chacune une entrée respective du bloc connectée à l'entrée d'un mélangeur,  $35^1$  à  $35^{12}$  et  $37^1$  à  $37^{12}$ , respectivement, et un sommateur,  $36^1$  à  $36^{12}$  et  $38^1$  à  $38^{12}$ , respectivement, dont l'entrée est connectée à la sortie du mélangeur de la voie et la sortie constitue une sortie respective du bloc. L'autre entrée des mélangeurs  $35^1$  à  $35^{12}$  et  $38^1$  à  $38^{12}$  reçoit un code d'étalement ou de Neuman-Hoffman respectif.

30

Dans le premier bloc 31 de corrélateurs 1 kHz, les mélangeurs  $35^1$  à  $35^{12}$  sont regroupés par paires recevant chacune un même code d'étalement et respectivement, le signal réel et le signal imaginaire issus respectivement des mélangeurs 14, 15.

35

27.

Plus précisément, les codes d'étalement et de Neuman-Hoffman estimés par le générateur de codes 24 en fonction de la fréquence du signal issu de l'oscillateur 24 comprennent, à titre d'exemple :

- un code  $E_P$  généré pour la voie pilote en avance,
- un code  $L_P$  généré pour la voie pilote en retard,
- un code  $P_P$  généré pour la voie pilote en phase,
- 10 - un code  $E_D$  généré pour la voie donnée en avance,
- un code  $L_D$  généré pour la voie donnée en retard,
- un code  $P_D$  généré pour la voie donnée en phase,
- un code NH\_pilote de Neuman-Hoffman à 20 bits pour la voie pilote, et
- un code NH\_donnee de Neuman-Hoffman à 10 bits pour la voie donnée.

15

Sur la figure 3, l'ensemble de corrélateurs 11 comprend un bloc 31 de corrélateurs 1 kHz qui effectuent une intégration cohérente sur 1 ms et auxquels sont appliqués les signaux issus des mélangeurs 14, 15, et un bloc 32 de corrélateurs 100 Hz qui effectuent une intégration cohérente sur 10 ms et auxquels sont appliqués respectivement les signaux de sortie du bloc 31.

20

Le bloc 31 reçoit par ailleurs les codes d'étalement générés pour la voie pilote  $E_P$ ,  $L_P$ ,  $P_P$ , et pour la voie de donnée  $E_D$ ,  $L_D$ ,  $P_D$ , tandis que le bloc 32 reçoit les codes de Neuman-Hoffman NH\_pilote et NH\_donnee générés respectivement pour la voie pilote et la voie de donnée.

25

Chacun des blocs 31, 32 de corrélateurs comporte douze voies comprenant chacune une entrée respective du bloc connectée à l'entrée d'un mélangeur,  $35^1$  à  $35^{12}$  et  $37^1$  à  $37^{12}$ , respectivement, et un sommateur,  $36^1$  à  $36^{12}$  et  $38^1$  à  $38^{12}$ , respectivement, dont l'entrée est connectée à la sortie du mélangeur de la voie et la sortie constitue une sortie respective du bloc. L'autre entrée des mélangeurs  $35^1$  à  $35^{12}$  et  $38^1$  à  $38^{12}$  reçoit un code d'étalement ou de Neuman-Hoffman respectif.

30

Dans le premier bloc 31 de corrélateurs 1 kHz, les mélangeurs  $35^1$  à  $35^{12}$  sont regroupés par paires recevant chacune un même code d'étalement et respectivement, le signal réel et le signal imaginaire issus respectivement des mélangeurs 14, 15.

35

Ainsi, dans le premier bloc 31 de corrélateurs, la paire de mélangeurs  $35^1$  et  $35^2$  reçoit le code d'étalement  $E_P$ , la paire de mélangeurs  $35^3$  et  $35^4$  reçoit le code d'étalement  $L_P$ , et la paire de mélangeurs  $35^5$  et  $35^6$  reçoit le code d'étalement  $P_P$ , la paire de mélangeurs  $35^7$  et  $35^8$  reçoit le code d'étalement  $P_D$ , la paire de mélangeurs  $35^9$  et  $35^{10}$  reçoit le code d'étalement  $E_D$ , et la paire de mélangeurs  $35^{11}$  et  $35^{12}$  reçoit le code d'étalement  $L_D$ .

Les six premiers mélangeurs  $37^1$  à  $37^6$  du second bloc 32 reçoivent en entrée le code de Neuman-Hoffman  $NH\_pilote$  de la voie pilote, tandis que les six autres mélangeurs  $37^7$  à  $37^{12}$  du second bloc 32 reçoivent en entrée le code de Neuman-Hoffman  $NH\_donnee$  de la voie de donnée.

Les sorties du second 32 délivrent les signaux notés respectivement,  $I_{PE}^1$ ,  $Q_{PE}^1$ ,  $I_{PL}^1$ ,  $Q_{PL}^1$ ,  $I_{PP}^1$ ,  $Q_{PP}^1$ ,  $I_{DP}^1$ ,  $Q_{DP}^1$ ,  $I_{DE}^1$ ,  $Q_{DE}^1$ ,  $I_{DL}^1$ ,  $Q_{DL}^1$  qui sont appliqués aux entrées respectives de l'ensemble intégrateur / démodulateur 16 présenté plus en détail sur la figure 4.

Sur cette figure, l'ensemble 16 comprend un bloc démodulateur 41 et deux blocs intégrateurs 42, 43 comprenant chacun six sommateurs  $49^1$  à  $49^6$  et  $49^7$  à  $49^{12}$  respectivement, recevant respectivement les signaux en sortie de l'ensemble 11, ces blocs intégrateurs poursuivant jusqu'à 20 ms ou au delà, l'intégration cohérente effectuée par l'ensemble 11 de corrélateurs.

Ainsi, les signaux  $I_{PE}^1$ ,  $Q_{PE}^1$ ,  $I_{PL}^1$ ,  $Q_{PL}^1$ ,  $I_{PP}^1$  et  $Q_{PP}^1$  en sortie de l'ensemble 11 sont appliqués au bloc 42 de sommateurs  $49^1$  à  $49^6$  comprenant un sommateur pour chaque signal d'entrée du bloc, ces sommateurs délivrant respectivement les signaux  $I_{PE}$ ,  $Q_{PE}$ ,  $I_{PL}$ ,  $Q_{PL}$ ,  $I_{PP}$  et  $Q_{PP}$  relatifs à la voie pilote. Les signaux  $I_{DP}^1$ ,  $Q_{DP}^1$ ,  $I_{DE}^1$ ,  $Q_{DE}^1$ ,  $I_{DL}^1$ ,  $Q_{DL}^1$  en sortie de l'ensemble 11 sont appliqués respectivement, par l'intermédiaire de mélangeurs  $48^1$  à  $48^6$  respectifs, aux sommateurs  $49^7$  à  $49^{12}$  du bloc 43, lesquels délivrent respectivement les signaux  $I_{DP}$ ,  $Q_{DP}$ ,  $I_{DE}$ ,  $Q_{DE}$ ,  $I_{DL}$  et  $Q_{DL}$  relatifs à la voie de donnée.

Dans le bloc démodulateur 41, les signaux  $I_{PP}^1$  et  $I_{DP}^1$  sont appliqués à un mélangeur 45, tandis que les signaux  $Q_{PP}^1$  et  $Q_{DP}^1$  sont appliqués à un autre mélangeur 44. Les sorties des deux mélangeurs 44, 45 sont additionnées dans un sommateur 46 qui délivre ainsi une estimation  $\hat{d}$  du symbole  $d$  du message

reçu. On a donc :

$$\hat{d} = I_{PP}^1 \times I_{DP}^1 + Q_{PP}^1 \times Q_{DP}^1 \quad (11)$$

L'autre entrée des mélangeurs 48<sup>1</sup> à 48<sup>6</sup> reçoit l'estimation  $\hat{d}$  du symbole d du message reçu, traitée par un amplificateur 47 de gain  $k'$  qui peut par exemple être choisi en fonction de l'estimation du rapport signal sur bruit du signal reçu,  $k'$  étant d'autant plus faible que le rapport signal sur bruit est faible. Le facteur  $k'$  de proportionnalité ainsi appliqué à l'estimation  $\hat{d}$  du symbole reçu permet de pondérer la voie de donnée par rapport à la voie pilote de façon à optimiser les performances souhaitées du récepteur.

On peut prévoir de traiter le signal d'estimation  $\hat{d}$  du symbole d du message reçu par un comparateur à seuil 50 permettant de discriminer le signe des symboles de message reçu, ce comparateur à seuil pouvant être disposé en amont ou en aval de l'amplificateur 47.

Les signaux en sortie de l'ensemble 16 représentent :

- $I_{PE}$  - la partie réelle du signal pilote en avance de phase,
- $Q_{PE}$  - la partie imaginaire du signal pilote en avance de phase,
- $I_{PL}$  - la partie réelle du signal pilote en retard de phase,
- $Q_{PL}$  - la partie imaginaire du signal pilote en retard de phase,
- $I_{PP}$  - la partie réelle du signal pilote en phase,
- $Q_{PP}$  - la partie imaginaire du signal pilote en phase,
- $I_{DP}$  - la partie réelle du signal de donnée en phase,
- $Q_{DP}$  - la partie imaginaire du signal de donnée en phase,
- $I_{DE}$  - la partie réelle du signal de donnée en avance de phase,
- $Q_{DE}$  - la partie imaginaire du signal de donnée en avance de phase,
- $I_{DL}$  - la partie réelle du signal de donnée en retard de phase, et
- $Q_{DL}$  - la partie imaginaire du signal de donnée en retard de phase.

Selon l'invention, le dispositif de poursuite du récepteur qui vient d'être décrit ne fait appel qu'à la voie pilote. En effet, le discriminateur 19 de la boucle de porteuse FLL peut être représenté par l'expression suivante :

$$ATAN2 \left( \frac{I_{PP}(n)Q_{PP}(n-1) - I_{PP}(n-1)Q_{PP}(n)}{I_{PP}(n)I_{PP}(n-1) + Q_{PP}(n)Q_{PP}(n-1)} \right) \quad (12)$$

dans laquelle :

ATAN2() représente la fonction arctangente étendue, fournissant un résultat situé dans l'intervalle  $]-\pi, +\pi[$ ,

X(n-1) et X(n) représentent les valeurs du signal X à deux instants successifs n-1 et n, c'est-à-dire deux échantillons de signal successifs en sortie des blocs de corrélateurs 42, 43. Ces deux échantillons de signal successifs sont donc espacés de la durée de l'intégration (20 ms ou plus) effectuée par les corrélateurs des blocs 42, 43.

- 10 Au contraire, le discriminateur 21 de la boucle de code DLL fait appel à la fois à la voie de donnée et la voie pilote. Il peut être représenté par l'expression suivante :

$$D_P + F(C/N_0) \cdot D_D \quad (13)$$

- 15 dans laquelle :

$$D_P = (2 - C_s) \cdot \frac{(I_{PE} - I_{PL}) \cdot I_{PP} + (Q_{PE} - Q_{PL}) \cdot Q_{PP}}{(I_{PE} + I_{PL}) \cdot I_{PP} + (Q_{PE} + Q_{PL}) \cdot Q_{PP}} \quad (14)$$

et

$$D_D = (2 - C_s) \cdot \frac{(I_{DE} - I_{DL}) \cdot I_{DP} + (Q_{DE} - Q_{DL}) \cdot Q_{DP}}{(I_{DE} + I_{DL}) \cdot I_{DP} + (Q_{DE} + Q_{DL}) \cdot Q_{DP}} \quad (15)$$

- 20 et  $C_s$  représente le déphasage exprimé en nombre de bribes (chips) entre les phases en avance et en retard (déphasage entre les signaux d'indice E et les signaux d'indice L, par exemple  $I_{PE}$  et  $I_{PL}$ ).  $C_s$  est typiquement exprimé en puissance inverse de 2 et vaut par exemple  $2^{-1}$  ou  $2^{-2}$ .

- Dans la formule (13), le discriminateur  $D_D$  appliqué à la voie de donnée est  
25 ainsi pondéré par un coefficient  $F(C/N_0)$  dépendant du rapport  $C/N_0$  déterminé par la fonction 18. Ainsi, lorsque le rapport signal sur densité spectrale de bruit  $C/N_0$  est important, ce coefficient de pondération est proche de 1, et lorsque ce rapport diminue, le coefficient  $F(C/N_0)$  tend vers 0.

- 30 Dans le récepteur qui vient d'être décrit, la fréquence de la porteuse et les codes sont obtenus à l'aide de dispositifs de poursuite en boucle fermée (boucles FLL et boucle DLL). On peut prévoir alternativement des dispositifs en boucle ouverte dans lesquels les signaux d'erreur issus des discriminateurs 19 et 21 ne sont utilisés que périodiquement (et non en continu dans le cas de dispositifs de  
35 poursuite en boucle fermée) par des dispositifs d'estimation de la phase ou de la fréquence de la porteuse et des codes.

## REVENDEICATIONS

1. Procédé de démodulation de signaux de radionavigation ( $s(t)$ ) émis en spectre étalé et comportant une voie de donnée modulée par un message de navigation, et une voie pilote non modulée par un message de navigation, la voie de donnée et la voie pilote étant combinées dans un schéma de multiplexage afin de moduler une porteuse, ce procédé consistant à appliquer aux signaux des voies pilote et de donnée un traitement de désétalement et à démoduler le signal de donnée désétalé ( $r_d$ ) pour obtenir le message de navigation  $\langle d(t) \rangle$ ,

caractérisé en ce que la démodulation du signal de donnée désétalé ( $r_d$ ) pour obtenir le message de navigation  $\langle d(t) \rangle$  est effectuée à l'aide de la porteuse ( $r_p$ ) obtenue par le traitement de désétalement de la voie pilote.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées dans le temps.

3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées en phase.

4. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées selon un schéma ALTBOC.

5. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que la voie pilote et la voie de donnée du signal à démoduler sont multiplexées selon un schéma dans lequel la porteuse contient au moins la voie de donnée et la voie pilote du signal à démoduler.

6. Procédé selon l'une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que le traitement de désétalement est effectuée par un traitement d'estimation ou de poursuite de code, associé à un traitement d'estimation ou de poursuite de la fréquence ou de la phase de la porteuse.

7. Procédé selon la revendication 6,

caractérisé en ce que le traitement de poursuite de la porteuse est effectuée à l'aide d'une boucle à verrouillage de fréquence (FLL), et le traitement de poursuite de code est effectué à l'aide d'une boucle de code (DLL).

5                   8. Procédé selon l'une des revendications 1 à 7,  
caractérisé en ce qu'il est appliqué à la démodulation des signaux de navigation  
par satellite du type GPS-IIF L5, L2C, ou à la démodulation de signaux de  
navigation par satellite émis par le système GALILEO, ou émis par des stations  
au sol, par des satellites GLONASS modernisés, ou par des satellites  
10 COMPASS ou QZS.

                  9. Récepteur de signaux de radionavigation émis en spectre étalé et  
comportant une voie de donnée modulée par un message de navigation, et une  
voie pilote non modulée par un message de navigation, le récepteur comprenant  
15 un dispositif de désétalement et de poursuite comportant un générateur de codes  
d'étalement (23) délivrant des codes d'étalement ( $E_P$ ,  $L_P$ ,  $P_P$ ,  $E_D$ ,  $L_D$ ,  $P_D$ ,  
NH\_donnee, NH\_pilote) et des moyens ( $35^1$  à  $35^{12}$  et  $37^1$  à  $37^{12}$ ) pour appliquer  
les codes d'étalements aux signaux de la voie pilote et la voie de donnée afin  
d'obtenir des signaux pilote et de donnée déséталés,  
20 caractérisé en ce qu'il comprend un démodulateur utilisant le signal pilote  
déséталé pour démoduler le signal de donnée déséталé, afin d'obtenir le message  
de navigation (d).

                  10. Récepteur selon la revendication 9,  
25 caractérisé en ce qu'il comprend des moyens d'estimation ou de poursuite de la  
fréquence ou de la phase du signal de la voie pilote déséталé.

                  11. Récepteur selon la revendication 10,  
caractérisé en ce qu'il comprend une boucle à verrouillage de fréquence (FLL)  
30 pour poursuivre le signal pilote et une boucle de code (DLL) pilotant le  
générateur (23) de codes d'étalement.

                  12. Récepteur selon la revendication 11,  
caractérisé en ce que la boucle à verrouillage de fréquence (FLL) comprend un  
35 discriminateur (19) de la forme arctangente étendue.

                  13. Récepteur selon la revendication 11 ou 12,  
caractérisé en ce que la boucle à verrouillage de fréquence (FLL) comprend un

filtre de boucle (20) d'ordre 1 ou 2 adapté à la dynamique des signaux reçus.

14. Récepteur selon l'une des revendications 11 à 13,  
caractérisé en ce que la sortie du filtre (20) de la boucle à verrouillage de  
5 fréquence (FLL) est couplée à la boucle de code (DLL), la boucle de code  
comprenant un filtre de boucle (22) d'ordre 0.

15. Récepteur selon l'une des revendications 11 à 14,  
caractérisé en ce la boucle de code (DLL) comprend un discriminateur (21)  
10 appliqué aux signaux pilote et aux signaux de données, les signaux de donnée  
étant pondérés par un coefficient dépendant du rapport ( $C/N_0$ ) signal sur densité  
spectrale de bruit des signaux reçus.

16. Récepteur selon l'une des revendications 11 à 15,  
15 caractérisé en ce que la boucle à verrouillage de fréquence (FLL) est conçue  
pour recevoir une aide en vitesse doppler d'un système de navigation (29).



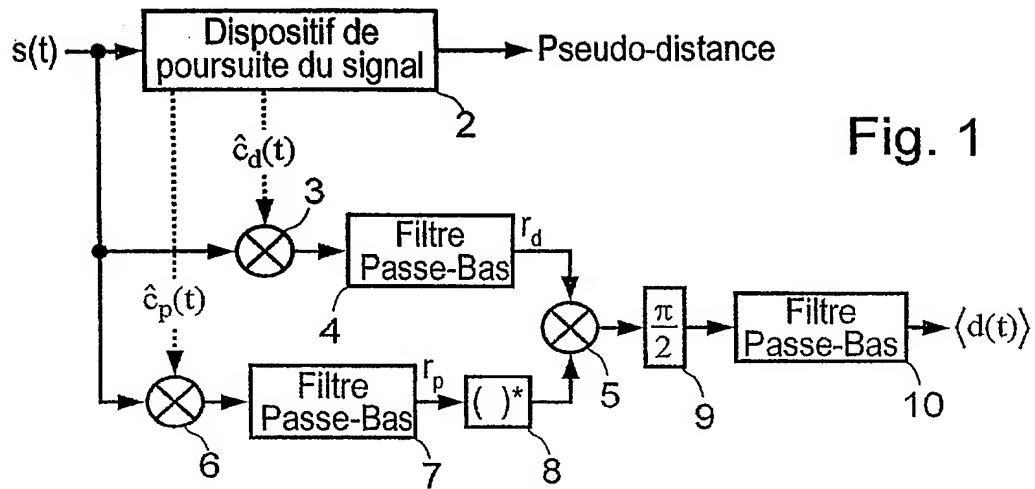


Fig. 1

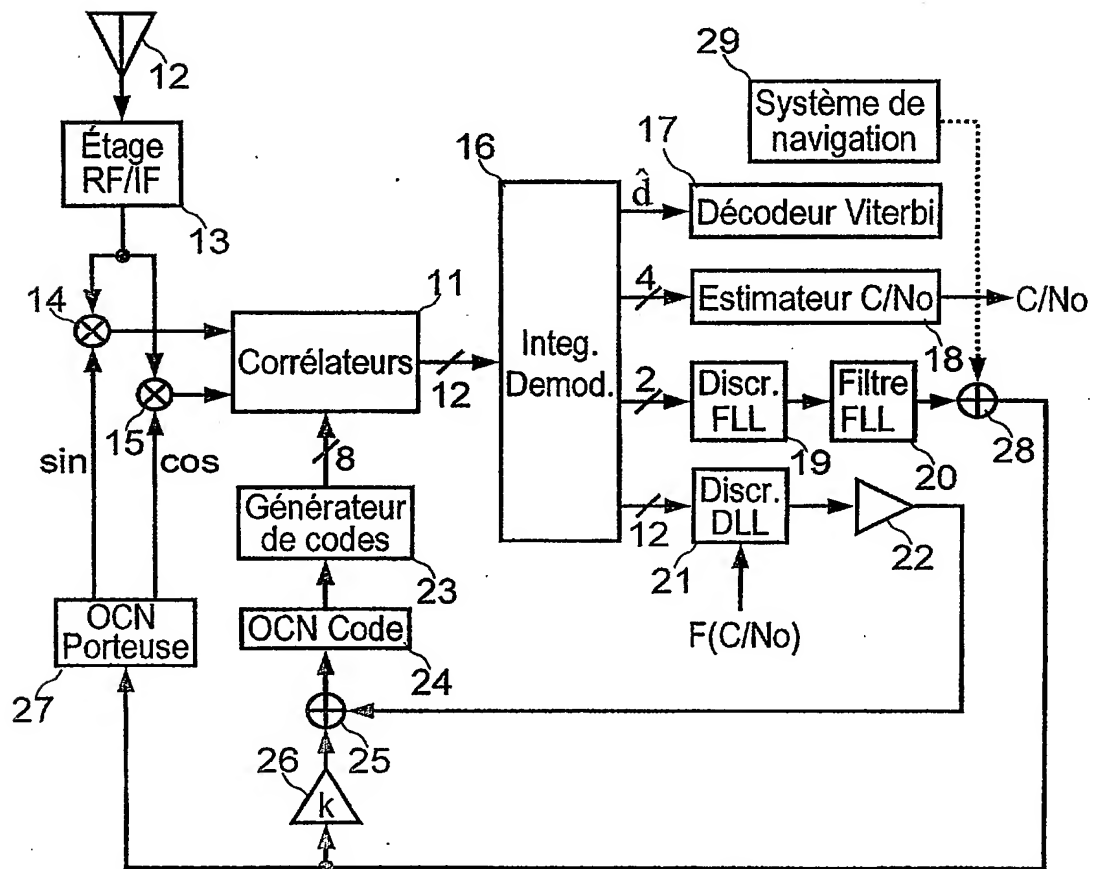


Fig. 2

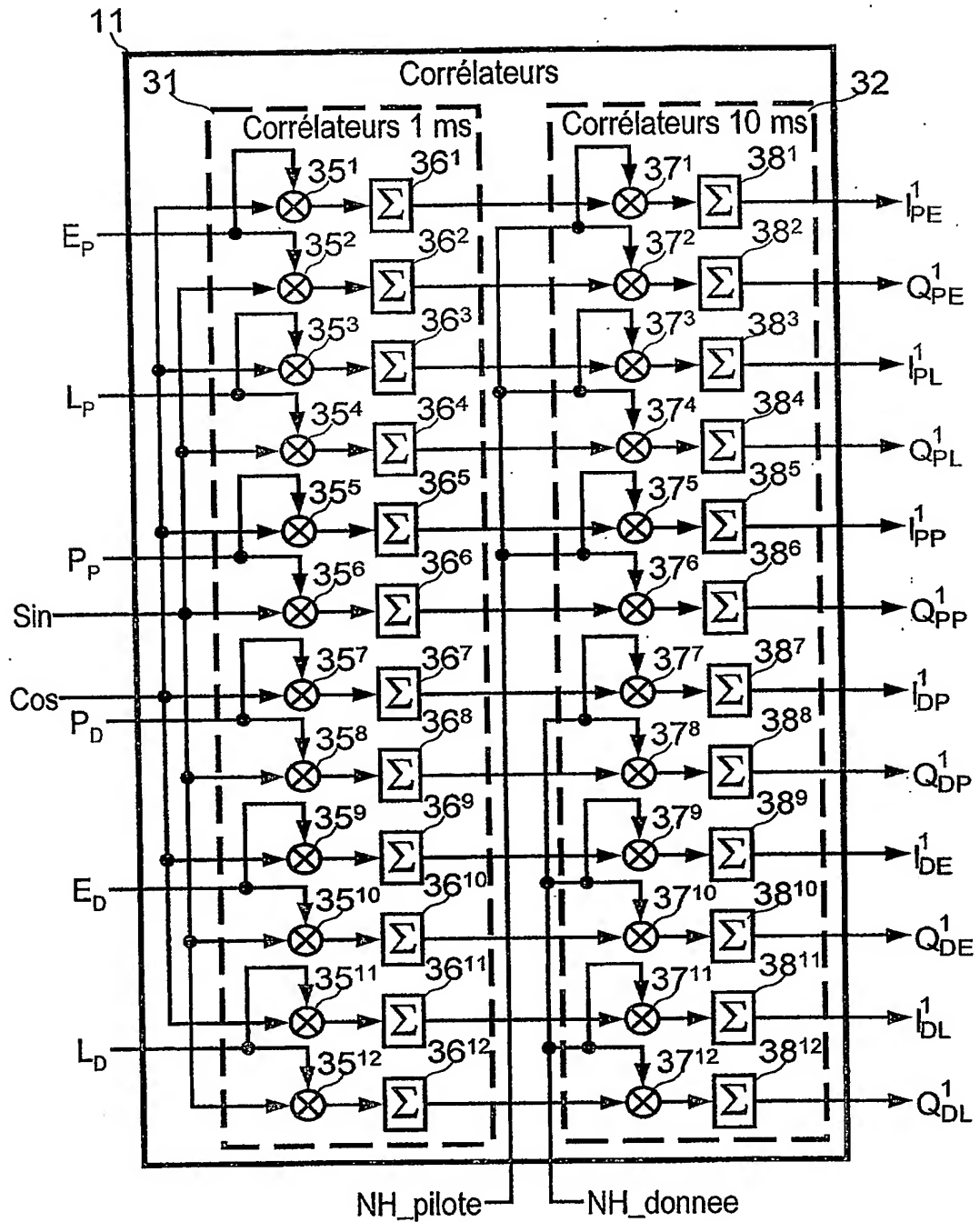


Fig. 3

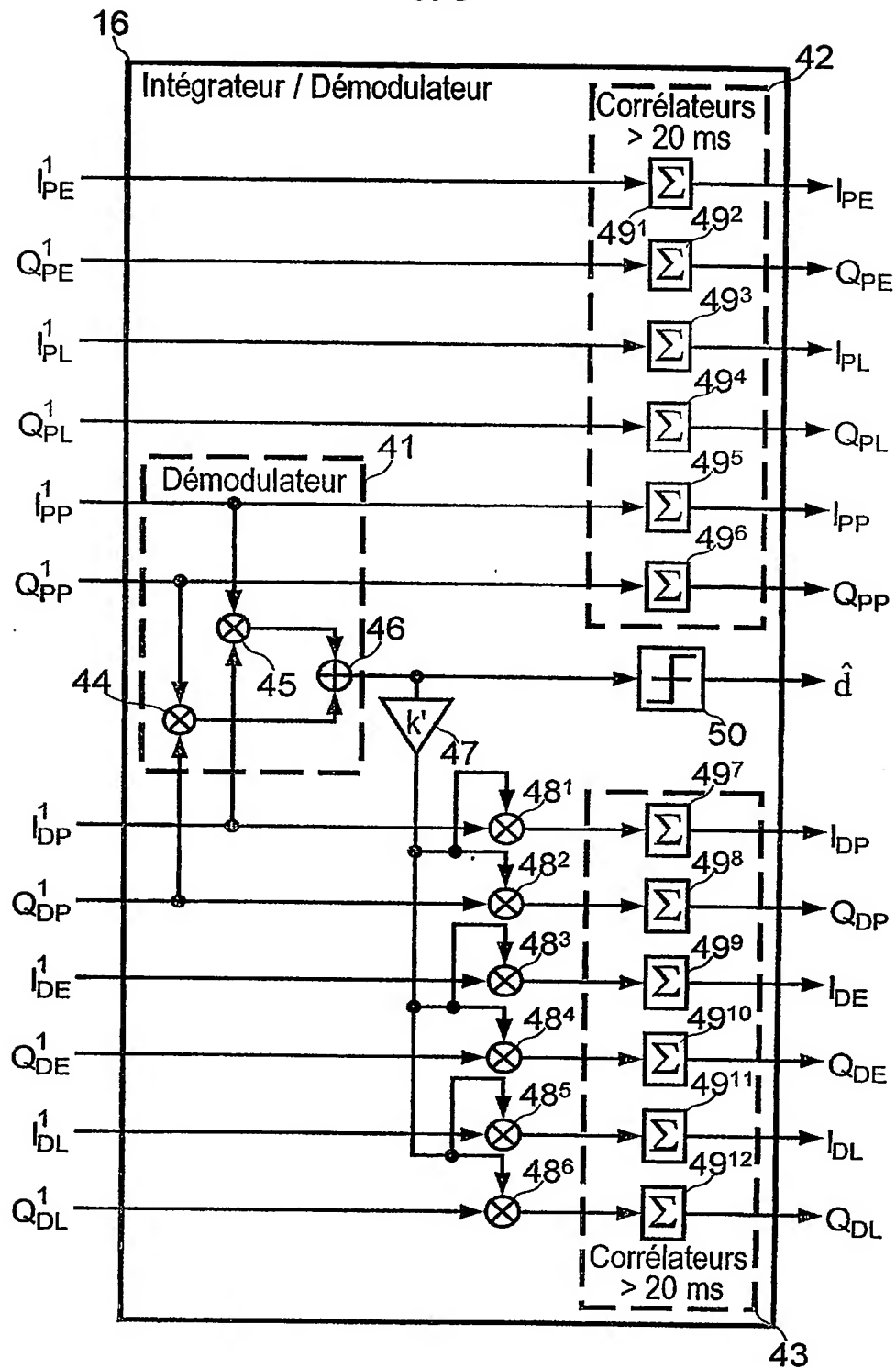


Fig. 4

DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04 Télécopie : 33 (1) 42 94 86 54

**DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S)** Page N° 1../1..

(À fournir dans le cas où les demandeurs et les inventeurs ne sont pas les mêmes personnes)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

08 113 @ W / 270601



Vos références pour ce dossier (facultatif)		ML.60974
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		0307176
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)		
PROCÉDE ET DISPOSITIF DE DEMODULATION DE SIGNAUX DE RADIONAVIGATION PAR SATELLITE		
LE(S) DEMANDEUR(S) :		
CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES 2, Place Maurice Quentin 75039 PARIS CEDEX 01 FRANCE		
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) :		
1	Nom	RIES
	Prénoms	Lionel
Adresse	Rue	102, rue Alfred Duméril
	Code postal et ville	31400 TOULOUSE - France
Société d'appartenance (facultatif)		
2	Nom	
	Prénoms	
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
3	Nom	
	Prénoms	
Adresse	Rue	
	Code postal et ville	
Société d'appartenance (facultatif)		
S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez plusieurs formulaires. Indiquez en haut à droite le N° de la page suivi du nombre de pages.		
DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		
de ROQUEMAUREL Bruno (02-0403)		

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**